

DIODE SWITCH DRIVE CIRCUIT

Patent Number: JP4200012
Publication date: 1992-07-21
Inventor(s): ISHIWATARI HIDEYUKI; others: 01
Applicant(s): TOSHIBA CORP
Requested Patent: ☐ JP4200012
Application Number: JP19900333003 19901129
Priority Number(s):
IPC Classification: H03K17/74
EC Classification:
Equivalents: JP2875010B2

Abstract

PURPOSE: To reduce a switching time from a forward to a reverse direction and that from a reverse to a forward direction simultaneously by providing a 1st transistor(TR) circuit, a 2nd TR circuit and a 3rd TR circuit to the drive circuit.

CONSTITUTION: When a level of a switching control signal Sc changes from a high to a low level, a TR 2 is conductive, a TR 4 remains nonconductive, and a diode 1 is forward-biased and a switch is turned off. A TR 3 is conductive for a time charged from a capacitor 14 during the changeover and a sufficiently large current flows to the diode. When a level of the switching control signal Sc changes from a high to a low level, the TR 2 is nonconductive, the diode is reverse-biased and the switch is turned on. In this case, the TR 4 is conductive by a time when a capacitor 15 is charged to discharge a carrier stored in the diode 1 rapidly. Thus, the switching time from a forward to a reverse direction and that from a reverse to a forward direction are simultaneously reduced.

Data supplied from the esp@cenet database - 12

⑫ 公開特許公報(A)

平4-200012

⑪ Int. Cl.³

識別記号

庁内整理番号

⑬ 公開 平成4年(1992)7月21日

H 03 K 17/74

G

7827-5J

審査請求 未請求 請求項の数 2 (全6頁)

⑭ 発明の名称 ダイオードスイッチ駆動回路

⑮ 特 願 平2-333003

⑯ 出 願 平2(1990)11月29日

⑰ 発 明 者 石 渡 秀 幸 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝小向工場内

⑱ 発 明 者 小 島 治 夫 神奈川県川崎市幸区小向東芝町1番地 株式会社東芝小向工場内

⑲ 出 願 人 株 式 会 社 東 芝 神奈川県川崎市幸区堀川町72番地

⑳ 代 理 人 弁 理 士 鈴 江 武 彦 外3名

明 細 書

1. 発明の名称

ダイオードスイッチ駆動回路

2. 特許請求の範囲

(1) 高周波信号の伝送線路及び基準電位間にダイオードを接続し、前記ダイオードに対して逆方向バイアス電流を発生する第1の電源と順方向バイアス電圧を発生する第2の電源とを備え、切換制御信号に応じて前記ダイオードに前記第1、第2の電源を選択的に接続することによりダイオードをオン/オフ制御し、前記高周波信号の伝送を断続するダイオードスイッチ駆動回路において、前記ダイオードと前記第1の電源とをつなぐ第1の抵抗と、

第1のトランジスタのエミッタが前記第1の電源に接続され、ベースが第1のキャパシタを介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが前記ダイオードスイッチに接続される第1のトランジスタ回路と、

第2のトランジスタのエミッタが前記第2の電

源に接続され、ベースが第2の抵抗と第2のキャパシタの並列回路を介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが第3の抵抗を介して前記ダイオードに接続される第2のトランジスタ回路と、

第3のトランジスタのエミッタが前記第2の電源に接続され、ベースが第3のキャパシタを介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが前記ダイオードスイッチに接続される第3のトランジスタ回路とを具備するダイオードスイッチ駆動回路。

(2) 前記第3のトランジスタのエミッタは、前記第2の電源の発生電圧より高い電圧を発生する第3の電源に接続されることを特徴とする請求項1記載のダイオードスイッチ駆動回路。

3. 発明の詳細な説明

〔発明の目的〕

(産業上の利用分野)

この発明は、マイクロ波レーダ装置、通信装置等において、高周波信号の切換やパルス変調器

等に用いられるダイオードスイッチ駆動回路に関する。

(従来の技術)

一般に、マイクロ波帯 RF 信号の伝送線を断続する回路には、第 4 図に示すような RF スイッチ用ダイオード (例えば PIN ダイオード) によるダイオードスイッチ駆動回路が用いられる。

第 4 図において、1 は RF スイッチ用ダイオード、2 は PNP トランジスタ、4 は NPN トランジスタ、5、6 は信号伝送線路、7、8 は直流阻止用キャパシタ、9 は RF チョークコイル、10 は RF バイパス用キャパシタ、11、17 はスピードアップ用キャパシタ、12、13、16 は抵抗、15 はキャパシタ、21 は切換制御信号 S_c の入力端である。

この回路は、信号伝送線路 5、6 間に並列に接続したダイオード 1 に、切換制御信号 S_c のローレベル、ハイレベルに応じてそれぞれ順方向バイアス電流 (正極性電流) I_F 、逆方向バイアス電圧 (負極性電圧) V_R を選択的に印加する回路で

PIN ダイオードの 1 層幅 W_1 は $1.2 \mu m$ 程度で、少数キャリア寿命時間 $\tau_L = 4 \mu s$ 程度と長くなってしまう。そこで、 $\tau_L = 4 \mu s$ 程度の PIN ダイオードを用いて、例えば $0.1 \mu s$ で切換える場合、切換中の電流 $I_{(F-R)}$ は I_F の数十倍にする必要がある。

一方、逆方向から順方向への切換の場合、すなわち、切換制御信号 S_c がハイレベルからローレベルへの切換の場合、ダイオードに蓄積されるべき Q はキャパシタ 17 により短時間で充電される。この切換中の電流 $I_{(R-F)}$ と切換時間と Q の関係は前記 $I_{(F-R)}$ と切換時間と Q の関係と同じである。また、ハンドリングパワーの大きな RF スイッチを PIN ダイオードで構成する場合、PIN ダイオードの耐圧を高くするだけでなく、順方向バイアス電流 I_F と逆バイアス用電圧 V_R も大きくしなければならない。そのため、トランジスタ 2、4 の耐圧、電流も大きくしなければならないので、トランジスタ 2、4 の応答速度は切換時間に比べて十分時間が短くできない。

ある。これによって RF スイッチとしては、切換制御信号 S_c がローレベルでオフ、ハイレベルでオン状態となる。

ダイオードの順方向から逆方向への切換の場合、すなわち、切換制御信号 S_c がローレベルからハイレベルへの切換の場合、ダイオードに蓄積されているキャリア Q は順方向バイアス電流を I_F 、ダイオードの少数キャリア蓄積時間を τ_L とすると、 $Q = I_F \cdot \tau_L$ で表される。このとき、キャパシタ 15 がトランジスタ 4 を介して充電される時間だけトランジスタ 4 を導通状態に設定し、順方向バイアス電流 I_F の印加時にダイオード 1 に蓄積されたキャリアを逆バイアス電源 $V(-)$ に流すことによって高速に切換えるようにしてある。

ここで、切換中の電流を $I_{(F-R)}$ とすると、切換時間 $T_{(F-R)}$ は

$$T_{(F-R)} = \tau_L \cdot I_F / I_{(F-R)}$$

となる。このため、ハンドリングパワーがそれほど大きくななくてもよい場合であっても、例えば PIN ダイオードの耐圧が $100 V$ 程度のとき、

このようなことから、従来のダイオードスイッチ回路は以下のような欠点を有する。

逆方向から順方向への切換中に、 I_F より大きな電流をダイオード 1 に流す目的でキャパシタ 17 (スピードアップコンデンサ) を接続しているが、順方向から逆方向への切換中に、本来ならばトランジスタ 4 でダイオード 1 に蓄積されたキャリアだけを放電させたいところ、キャパシタ 17 を介してトランジスタ 2 に蓄積されたキャリアまでも同時に $V(-)$ 電源に放電させなければならない。

すなわち、逆方向から順方向への切換を高速にするためにはキャパシタ 17 の容量を大きくしなければならないが、順方向から逆方向への切換を高速にするためには、キャパシタ 17 の容量を大きくできないという矛盾がある。このため、順方向から逆方向へ、逆方向から順方向への両切換時の電流を I_F より十分大きくし、高速化するのは困難であった。

(発明が解決しようとする課題)

以上述べたように従来のダイオードスイッチ駆動回路では、ハンドリングパワーが大きい場合には、順方向から逆方向、逆方向から順方向への切換時間を両方とも短縮することが困難であり、スイッチング速度の高速化は実現困難であった。

この発明は上記の課題を解決するためになされたもので、ハンドリングパワーが大きくても、順方向から逆方向、逆方向から順方向への切換時間を同時に短縮することができ、これによってスイッチング速度の高速化を実現できるダイオードスイッチ駆動回路を提供することを目的とする。

[発明の構成]

(課題を解決するための手段)

上記目的を達成するためにこの発明は、高周波信号の伝送線路及び基準電位間にダイオードを接続し、前記ダイオードに対して逆方向バイアス電流を発生する第1の電源と順方向バイアス電圧を発生する第2の電源とを備え、切換制御信号に応じて前記ダイオードに前記第1、第2の

のトランジスタ回路とを具備して構成される。

(作用)

上記構成によるダイオードスイッチ駆動回路では、切換制御信号がハイレベルからローレベルに切替わった場合、第2のトランジスタは非導通状態から導通状態に、第1のトランジスタは非導通状態のまま、ダイオードは逆方向バイアスから順方向バイアスになり、RFスイッチとしてはオン状態からオフ状態になる。この切換中に、第3のトランジスタは、第3のキャパシタからのベース電流によって充電される時間だけ導通状態になり、ダイオードに順方向バイアス電流より十分大きい電流が流れ、これによって逆方向から順方向への切換が高速化される。

次に、切換制御信号がローレベルからハイレベルに切替わった場合、第2のトランジスタは導通状態から非導通状態になり、ダイオードは順方向バイアスから逆方向バイアスになり、RFスイッチとしてはオフ状態からオン状態になる。このとき、第1のキャパシタが充電される時間だけ第1

電源を選択的に接続することによりダイオードをオン/オフ制御し、前記高周波信号の伝送を断続するダイオードスイッチ駆動回路において、

前記ダイオードと前記第1の電源とをつなぐ第1の抵抗と、

第1のトランジスタのエミッタが前記第1の電源に接続され、ベースが第1のキャパシタを介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが前記ダイオードスイッチに接続される第1のトランジスタ回路と、

第2のトランジスタのエミッタが前記第2の電源に接続され、ベースが第2の抵抗と第2のキャパシタの並列回路を介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが第3の抵抗を介して前記ダイオードに接続される第2のトランジスタ回路と、

第3のトランジスタのエミッタが前記第2の電源に接続され、ベースが第3のキャパシタを介して前記切換制御信号の入力端子に接続され、コレクタが前記ダイオードスイッチに接続される第3

のトランジスタは導通状態となり、ダイオードに蓄積されたキャリアを急速に第1の電源に流出させることができる。そして、第3のトランジスタは非導通状態で、放電しなければならないキャリアは蓄積されていない。また、第2のトランジスタに蓄積されたキャリアは第2の抵抗を介して放電されるため、従来のようにスピードアップコンデンサを介して瞬時的に大電流が第1の電源に流出することはない。したがって、順方向から逆方向への切換も高速化される。

(実施例)

以下、第1図を参照してこの発明の一実施例を説明する。第1図は第4図に示した回路にこの発明を適用した場合の構成を示すものである。第1図において第4図同一部分には同一符号を付して示し、ここでは異なる部分について述べる。

第1図において、この発明に係るダイオードスイッチ駆動回路では、従来のダイオードスイッチ駆動回路からキャパシタ17(スピードアップコンデンサ)を取り除き、トランジスタ3を設け、

そのベースをキャパシタ14を介して切換制御信号入力端21に、エミッタを順方向バイアス用電源V(+)に、コレクタをチョークコイル9、伝送線路5を介してダイオード1のアノードに接続するようにしたものである。

上記構成において、以下その動作について説明する。

まず、切換制御信号 S_c がハイレベルからローレベルに切替わった場合、トランジスタ2は非導通状態から導通状態に、トランジスタ4は非導通状態のままで、ダイオード1は逆方向バイアスから順方向バイアスになり、RFスイッチとしてはオン状態からオフ状態になる。この切換中に、トランジスタ3はキャパシタ14からのベース電流によって充電される時間だけ導通状態になり、ダイオードに1より十分大きい電流が流れ、これによって逆方向から順方向への切換が高速化される。

次に、切換制御信号 S_c がローレベルからハイレベルに切替わった場合、トランジスタ2は導通

状態から非導通状態になり、ダイオード1は順方向バイアスから逆方向バイアスになり、RFスイッチとしてはオフ状態からオン状態になる。このとき、キャパシタ15が充電される時間だけトランジスタ4は導通状態となり、ダイオード1に蓄積されたキャリアを急速にV(-)電源に流出させることができる。そして、トランジスタ3は非導通状態で、放電しなければならないキャリアは蓄積されていない。また、トランジスタ2に蓄積されたキャリアは抵抗13を介して放電されるため、従来のようにスピードアップコンデンサを介して瞬時的に大電流がV(-)電源に流出することはない。したがって、順方向から逆方向への切換も高速化される。

ここで、第2図に示すように、上記トランジスタ2~4のベース・エミッタ間に抵抗18~20を介在させれば、ベース・エミッタ間のもれ電流によりトランジスタが誤動作するような不安定な状態になることを避けることができ、しかもキャパシタ11、14、15の充放電の時定数を安定

させることもできる。

さらに、第3図に示すように、トランジスタ3のエミッタに前記順方向バイアス電源V(+)の電圧よりも高い電源V(++)を接続すれば、逆方向から順方向への切換をさらに高速化できる。

尚、第2図及び第3図において、第1図と同一部分には同一符号を付して示し、その説明を省略する。

また、このダイオードスイッチ駆動回路はRFスイッチに限らず、移相器、ステップアッテネータ等に用いるダイオードスイッチにも実施可能であることはいうまでもない。

[発明の効果]

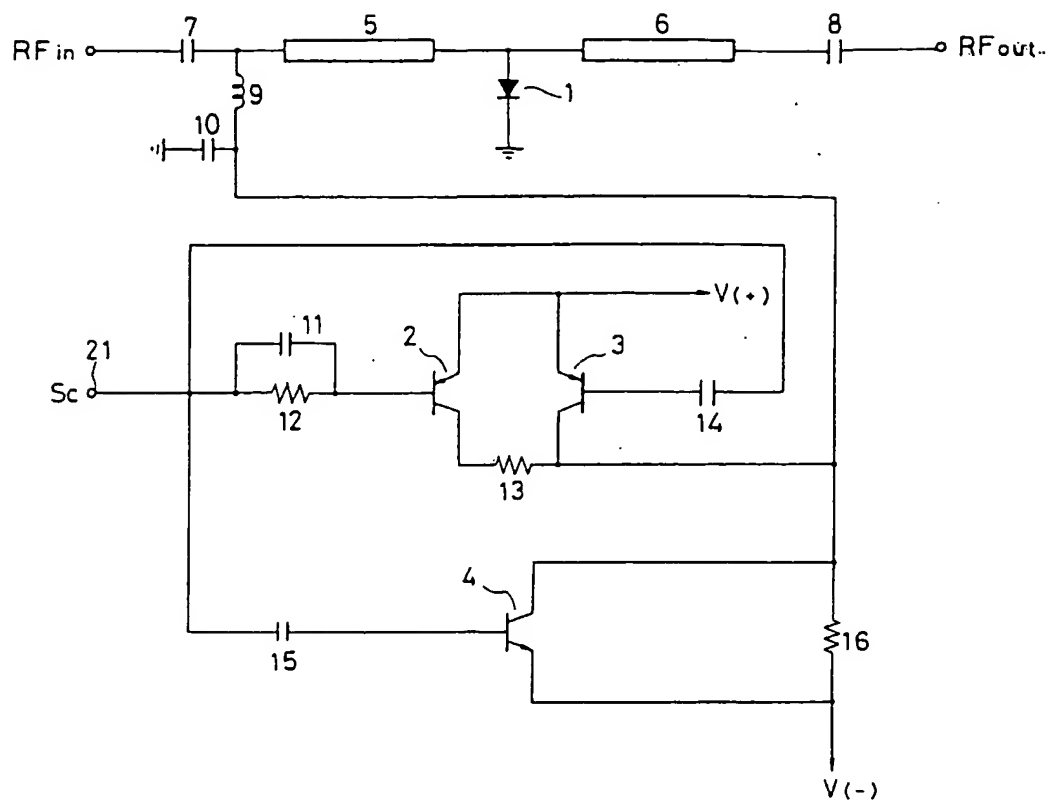
以上のようにこの発明によれば、ハンドリングパワーが大きくても、順方向から逆方向、逆方向から順方向への切換時間を同時に短縮することができ、これによってスイッチング速度の高速化を実現できるダイオードスイッチ駆動回路を提供することができる。

4. 図面の簡単な説明

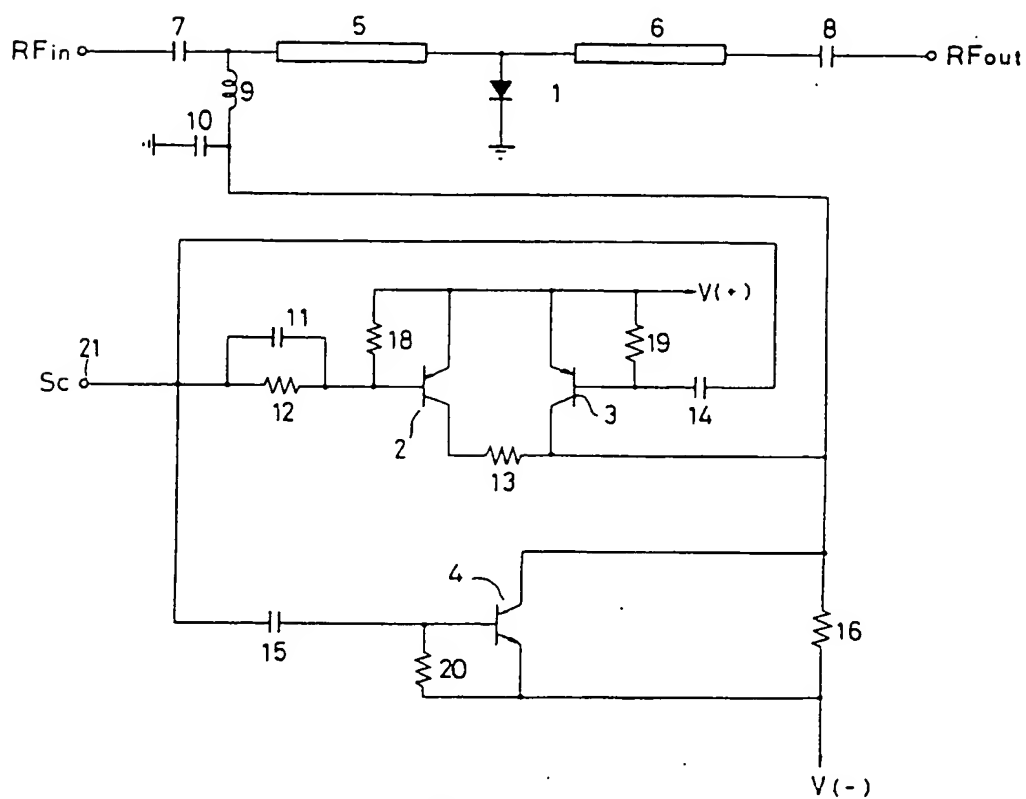
第1図はこの発明に係るダイオードスイッチ駆動回路の一実施例を示す回路図、第2図及び第3図はそれぞれこの発明に係る他の実施例を示す回路図、第4図は従来のダイオードスイッチ駆動回路の構成を示す回路図である。

1…RFスイッチ用ダイオード、2, 3…PNPトランジスタ、4…NPNトランジスタ、5, 6…信号伝送線路、7, 8…直流阻止用キャパシタ、9…RFチョークコイル、10…RFバイパス用キャパシタ、11, 17…スピードアップ用キャパシタ、12, 13, 16, 18~20…抵抗、14, 15…キャパシタ、21…切換制御信号入力端、 S_c …切換制御信号。

出願人代理人 弁理士 鈴江武彦



第 1 図



第 2 図

